

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

①2 Offenlegungsschrift
①0 DE 196 15 257 A 1

⑤1 Int. Cl. 6:
H 04 B 1/707
H 04 B 7/218
H 03 H 21/00
// H 04 Q 7/20

②1 Aktenzeichen: 198 15 257.7
②2 Anmeldetag: 18. 4. 96
④3 Offenlegungstag: 31. 10. 98

DE 196 15 257 A 1

③0 Unionspriorität: ③2 ③3 ③1
24.04.95 US 427519

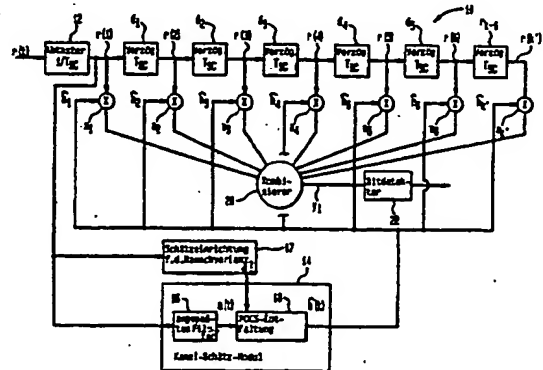
⑦1 Anmelder:
AT&T IPM Corp., Coral Gables, Fla., US

⑦4 Vertreter:
Blumbach, Kramer & Partner, 85193 Wiesbaden

⑦2 Erfinder:
Kostic, Zoran, Tinton Falls, N.J., US; Pavlovic,
Gordana, Tinton Falls, N.J., US

⑤4 CDMA-Rake-Empfänger mit einer Sub-Chip-Auflösung

⑤7 Ein rechenförmig aufgebauter Empfänger (10), auch Rake-Empfänger genannt, zum Einsatz in einem Direkte-Folge-Code-multiplex-Mehrfachzugriffs-Übertragungssystem (im Englischen "Direkt-Sequence Code-Division Multiple-Access Communication System" genannt) enthält eine neue Kanalschätzeinrichtung (14), die Mehrwege-Komponenten auflösen bzw. trennen kann, die näher als ein Intervall eines Chips der Direkte-Folge-Unterschriftsfolge beieinanderliegen. Die Schätzeinrichtung (14) wendet eine beschränkte iterative Entfaltungstechnik an, die eine Projektion auf konvexe Mengen (POCS von Projection Onto Convex Sets) benutzt. Bei einer Rake-Empfänger-Ausführungsform mit einem signalangepassten Filter (16) ist die Verzögerung T_{sc} zwischen zwei Anzapfstellen einer Verzögerungsleitung kleiner als die Dauer T_c eines Chips einer Pseudozufallsfolge. Ein auf diese Weise aufgebauter Rake-Empfänger (10) kann Signale detektieren, die sich über Mehrwegekanäle ausgebreitet haben und Wegekomponten aufweisen, die einen geringeren Abstand als die Dauer eines Chip der Signalfolge aufweisen (z. B. ist der Abstand kleiner als der Kehrwert der Signalbandbreite).



DE 196 15 257 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 09. 98 802 044/545

14/28

Beschreibung

Die Erfindung betrifft allgemein ein System und ein Verfahren zum Empfang von Funksignalen mit einem gespreizten Spektrum (Spreiz-Spektrum) die auch Spread-Spektrum-Funksignale genannt werden, wie z. B. von digital modulierten Signalen in einem Codemultiplex-Mehrfachzugriffs- (CDMA von Code Division Multiple Access)-Übertragungssystem, die sich über eine Mehrwege-Umgebung ausbreiten, und insbesondere einen rechenförmig aufgebauten Empfänger, auch als Rake-Empfänger bekannt, der solche Signale empfangen kann.

Direkte-Folge-Spreiz-Spektrum-Systeme, im englischsprachigen Raum auch als Direct-Sequence-Spread-Spektrum-(DSSS)-Systems bekannt, wie z. B. Direkte-Folge-Codemultiplex-Mehrfachzugriffs-(DS-CDMA; Abkürzung von Direct Sequence Code Division Multiple Access)-Systeme gewinnen weitreichende Aufmerksamkeit auf dem Gebiet der persönlichen Nachrichtenübertragung, wie z. B. auf dem Gebiet der digitalen zellularen Funktechnik. In einem DS-CDMA-Übertragungssystem kann sowohl der Zeit- als auch der Frequenzbereich von allen Benutzern gleichzeitig gemeinsam benutzt werden. Auf diese Weise kann eine Basisstation, die ein einziges Frequenzband benutzt, gleichzeitig verschiedene Informationssignale zu getrennten Benutzern senden. Einzelne, gleichzeitig übertragene Informationssignale können von jedem empfangenden Benutzer getrennt werden, da die Basisstation eindeutig zugewiesene Signaturfolgen bei der Übertragung der Informationssignale benutzt. Vor der Übertragung multipliziert die Basisstation jedes Informationssignal mit einem Signaturfolgesignal, das dem Benutzer zugewiesen ist, für den das Signal bestimmt ist. Eine Signaturfolge umfaßt mehrere Chips. Wenn ein Informationssignal mit einer Signaturfolge multipliziert wird, nimmt die Übertragungsrate durch den Kanal von der Bitrate zur Chiprate zu. Um ein übertragenes Signal aus den Signalen, die gleichzeitig in einem Frequenzband übertragen worden sind, wiederzugewinnen, multipliziert ein mobiler empfangender Benutzer ein Empfangssignal (das alle übertragenen Signale enthält) mit seinem eigenen eindeutigen Signaturfolgesignal und integriert das Ergebnis. Auf diese Weise identifiziert der Benutzer das für ihn bestimmte Signal als ein Signal, das sich von den anderen, für andere Benutzer bestimmten Signalen unterscheidet.

Bei drahtlosen Übertragungssystemen (wie z. B. bei DS-CDMA-Systemen) wird ein Informationssignal von einem Sender zu einem Empfänger über einen Kanal mit mehreren unabhängigen Wegen übertragen. Diese Wege werden Mehrwege genannt. Jeder Mehrweg stellt eine andere Strecke dar, die ein Informationssignal benutzen kann, wenn es sich zwischen dem Sender und dem Empfänger ausbreitet. Ein Informationssignal, das über derartige Wegstrecken oder Mehrwege übertragen wird, erscheint an einem Empfänger als eine Vielzahl von Mehrwegesignalen, und zwar ein Mehrwegesignal für jeden Mehrweg. Wenn eine Mehrwege-Zeitdispersion bei einem CDMA-System vorhanden ist, empfängt der Empfänger ein zusammengesetztes Signal mehrerer Versionen des übertragenen Symbols, die sich entlang verschiedener Wege (die "Strahlen" genannt werden) ausgebreitet haben, wobei einige von ihnen relative Zeitverzögerungen von weniger als einer Chipdauer aufweisen. Aufgrund einer komplexen Addition der Mehrwegesignale kann die Amplitude der empfangenen Signale zwischen sehr kleinen und etwas größeren Werten schwanken. Das Phänomen der Amplitudenschwankung empfangener Signale aufgrund einer komplexen Addition von Mehrwegesignalen ist als Fading oder Schwunderscheinung bekannt.

Zu den Techniken, die zum Verringern der Schwundeffekte in DS-CDMA-Übertragungssystemen angewandt werden, gehört beispielsweise die Wege-Diversity-Technik.

Die Wege-Diversity-Technik in DS-CDMA-Systemen erfordert eine Schätzung der Verzögerung, die von einem oder mehreren Mehrwegen eingeführt wird (im Vergleich mit einer Referenzverzögerung, beispielsweise mit einer Richtfunk-Verzögerung). Anschließend wird diese Verzögerung in einem Empfänger dazu benutzt, die empfangenen Mehrwegesignale zu trennen (oder aufzulösen). Eine zum Bereitstellen einer Wege-Diversity-Technik häufig eingesetzte Empfängerstruktur ist der sogenannte Rake-Empfänger, der allgemein bekannt ist (s. z. B. R. Price und P. E. Green Jr. "A Communication Technique for Multipath Channels", 46 Proc. Inst. Rad. Eng. 555-70 (März 1958)).

Bei einem Rake-Empfänger, der eine herkömmliche Korrelations-Kanalschätzeinrichtung benutzt, werden Korrelationswerte der Signaturfolge mit den empfangenen Signalen mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten durch eine Verzögerungsleitung geschickt, die zu der erwarteten Verzögerungszeit (dt), d. h. die zwischen empfangenden Echos erwartete Zeit, angezapft wird. Die Ausgangssignale an den Anzapfstellen des Rake-Empfängers werden anschließend mit geeigneten Bewertungsfaktoren kombiniert, um das Ausgangssignal des Rake-Empfängers zu bilden. Ein solcher Empfänger sucht den frühesten Strahl dadurch, daß eine Anzapfstelle bei T_0 angeordnet ist, einen um dt verzögerten Strahl dadurch, daß eine Anzapfstelle bei $T_0 + dt$ angeordnet ist, und so weiter. Die Anzahl von Anzapfstellen hängt von der Ausdehnung oder Spreizung der Kanalverzögerung ab und ist kleiner oder gleich der Anzahl, die dadurch erreicht wird, daß die Ausdehnung der Kanalverzögerung durch die Chipdauer dividiert wird. Die Ausgangssignale der Anzapfstellen, die eine ausreichende Energie aufweisen, werden entsprechend gewichtet und kombiniert, um das empfängerseitige Signal-Rausch-Verhältnis bzw. den Störabstand zu maximieren. Die Gesamtverzögerungszeit der Verzögerungsleitung bestimmt die Länge der Empfangsverzögerungszeit, die untersucht werden kann. Leider kann anschließend die Genauigkeit der Kanal-Schätzeinrichtung lediglich durch Vergrößern der Bandbreite des übertragenen Signals verbessert werden.

Obwohl die Wege-Diversity-Technik, die von herkömmlichen Rake-Empfängern durchgeführt wird, in vielen Fällen vorteilhaft ist, liefert sie dennoch keinen merklichen Diversity-Gewinn in den Umgebungen, wo der Wertebereich der Mehrwege-Verzögerung verglichen mit der Dauer eines DS-CDMA-Chipintervalls klein ist. (Das Intervall kann beispielsweise eine μs betragen.) Aufgrund dieser Tatsache reicht die Kenntnis von den Verzögerungswerten, die von einer herkömmlichen, auf einer Korrelationsberechnung basierenden Kanal-Schätzeinrichtung erhalten werden, allein nicht aus, um eine Auflösung oder Trennung der Mehrwegesignale zu ermöglichen.

Erfindungsgemäß verwendet ein verbesserter Rake-Empfänger eine neue Kanal-Schätzeinrichtung mit einer Sub-Chip-Auflösung. Der verbesserte Rake-Empfänger kann Signale erfassen, die sich über Mehrwegekanäle ausgebreitet haben und Wegekomponten besitzen, die weniger als die Dauer eines Chips der Signalfolge auseinanderliegen, (z. B. weisen sie einen geringeren Abstand als der Kehrwert der Signalbandbreite auf). Der verbesserte Rake-Empfänger kann entweder ein signalangepaßtes Filter oder eine Korrelations-Empfänger-konfiguration benutzen. Erläuterungen und Beispiele, die hier dargestellt sind, sind anhand von Implementatio- 5 nen eines Korrelations-Empfängers erläutert, aber nicht darauf beschränkt.

Ein beispielhafter, erfindungsgemäß aufgebauter Empfänger weist ein Kanal-Schätzmodul auf, das Mehrwegekomponenten (das sind die Mehrwege-Verzögerungspositions- und Amplitudenwerte) unter Anwendung einer mengentheoretischen, beschränkten iterativen Entfaltungstechnik schätzt, die als Abbildung oder Projek- 10 tion auf konvexe Gruppen (POCS; englische Abkürzung von Projection Onto Convex Sets) bekannt ist. Bei der POCS-Technik werden die im englischen Sprachgebrauch mit Constraints bezeichneten Bedingungen auf der Grundlage von a priori-Informationen über die Rauschstatistik und über das aktuelle Signal definiert. Für jede so definierte Bedingung wird eine geschlossene, konvexe Bedingungsgruppe derart gebildet, daß die Elemente der Gruppe oder Menge der gegebenen Bedingung genügen und daß das aktuelle Signal (ideale Lösung) ein 15 Element der Gruppe ist. Eine Lösung des Problems ist derart definiert, daß ein beliebiges Element der Schnittmenge, d. h. irgendeine mögliche Lösung, alle Bedingungen erfüllt.

Bei einem erfindungsgemäßen, beispielhaften Rake-Empfänger mit einem signalangepaßten Filter wird eine neue POCS-Bedingung abgeleitet, um die Rausch-Kovarianz, die mittels eines signalangepaßten Filters in der Vorstufe des Empfängers verändert wird, zu erhalten. Da die Kanal-Schätzeinrichtung eine Sub-Chip-Auflösung 20 liefert, wird eine deutliche Verbesserung der Genauigkeit gegenüber herkömmlichen Rake-Empfängern erzielt. Dies wird dadurch erreicht, daß die Anzahl von Anzapfstellen auf mehr als eine Anzapfstelle pro Chipperiode vergrößert wird. Das heißt, der erfindungsgemäße Empfänger kann mit einer Abtastrate betrieben werden, die einen Abtastwert pro Chip überschreitet. Auf diese Weise wird die Genauigkeit der Kanal-Schätzeinrichtung lediglich durch die gewählte Abtastrate des Empfängers begrenzt. 25

Der erfindungsgemäße Empfänger kann dazu benutzt werden, den Einfluß von Mehrwegekanälen auf nahe beieinanderliegende Wegekomponten ungeachtet des Kanalmediums zu minimieren. Das erfindungsgemäße Empfängersystem ist insbesondere für drahtlose CDMA-Übertragungssysteme, wie z. B. zellulare und schnurlo- 30 se Übertragungssysteme, geeignet.

Weitere Merkmale der Erfindung ergeben sich aus der folgenden ausführlichen Beschreibung in Verbindung mit den beiliegenden Zeichnungen. Dabei versteht sich jedoch, daß die Zeichnungen lediglich zu Erläuterungs- 35 zwecken entworfen worden sind und nicht die Erfindung, wie sie in den beiliegenden Ansprüchen umschrieben ist, beschränken sollen.

Beispielsweise erläutern die Zeichnungen die Implementation eines Korrelations-Empfängers, obgleich ein Durchschnittsfachmann ohne weiteres einen Empfänger mit einem signalangepaßten Filter nach dem hier beschriebenen Verfahren aufbauen kann. In allen Zeichnungen werden für ähnliche oder gleiche Elemente 40 gleiche Bezugszeichen benutzt. Es zeigen:

Fig. 1 einen Rake-Empfänger, der eine Kanal-Schätztechnik auf der Grundlage einer POCS verwendet und in einer beispielhaften, erfindungsgemäßen Ausführungsform verwirklicht ist,

Fig. 2 eine graphische Darstellung eines beispielhaften BPSK-modulierten DS-CDMA-Testsignals, das zur Berechnung der Leistungsfähigkeit des vorgeschlagenen Empfängers für gerichtete Mehrwegekanäle gemäß 45 der POCS-Entfaltungstechnik nach der Erfindung benutzt wird,

Fig. 3 eine graphische Darstellung eines simulierten Drei-Komponenten-Mehrwegekanals,

Fig. 4 das Ausgangssignal eines herkömmlichen signalangepaßten Filters, das an die Wellenform des Testsi- 45 gnals für den in Fig. 3 gezeigten simulierten Kanal angepaßt worden ist und das üblicherweise von einer auf einer Korrelationsberechnung basierenden Kanalschätzeinrichtung benutzt wird, um die Koeffizienten des Rake-Empfängers zu erzeugen, und

Fig. 5 eine graphische Darstellung des geschätzten Mehrwegekanals, der unter Anwendung der auf der POCS basierenden Entfaltungstechnik nach einer signalangepaßten Filterung gemäß der Erfindung erhalten wird; diese Kanalschätzung (die deutlich besser ist als die in Fig. 4 gezeigte) wird zum Erzeugen der Koeffizienten des 50 Rake-Empfängers für das erfindungsgemäße Verfahren verwendet.

1. Überblick über die Erfindung

Die Erfindung betrifft einen Direkte-Folge-Spreiz-Spektrum-Empfänger, im englischsprachigen Raum auch 55 Direct-Sequence-Spread-Spectrum-Empfänger genannt, mit einer Sub-Chip-Auflösung für den Einsatz in zellularen und schnurlosen CDMA (Code-Division-Multiple-Access, zu deutsch Codemultiplex-Mehrfach-Zugriff)-Telefonanwendungen, obgleich der erfindungsgemäße Spreiz-Spektrum-Empfänger, nachfolgend Spread-Spektrum-Empfänger genannt, auch zum Einsatz in anderen Nachrichtenübertragungs-Anwendungen geeignet sein kann. Der erfindungsgemäße Spread-Spektrum-Empfänger führt eine Rake-Diversity-Kombination auf der 60 Grundlage von Schätzungen mit einer Sub-Chip-Auflösung durch. Dazu wird eine neu angepaßte POCS (Projection Onto Convex Sets, zu deutsch Projektion auf konvexe Gruppen) angewendet, wie dies detaillierter nachfolgend beschrieben wird.

2. Beschreibung des vom Spread-Spektrum-Empfänger empfangenen Signals

Das komplexe analoge Signal, welches zum Spread-Spektrum-Empfänger übertragen und von diesem emp- 65 fangen wird, wird in diesem Abschnitt beschrieben. Die Art und Weise, in der das komplexe analoge Signal

erzeugt und zum Spread-Spektrum-Empfänger übertragen wird, wird ebenfalls in diesem Abschnitt beschrieben.

Die Nachrichtenübertragung mit gespreiztem Spektrum, auch als Spread-Spektrum-Übertragung bekannt, ist in zahlreichen, öffentlich zugänglichen Dokumenten und Aufsätzen beschrieben worden, wie z. B. in dem Aufsatz "Digital Communications" von Proakis (McGraw Hill, 1989) und "Spread-Spektrum Communications" von Simon et al., Computer Science Press (1989). Wie allgemein bekannt ist, sind Spreiz-Spektrum-Kommunikationssignale, die zur Übertragung von digitalen Informationen benutzt werden, durch ihre große Bandbreite W gekennzeichnet, die viel größer ist als die Informationsrate R , die in Bits pro Sekunde angegeben wird. Daher ist der Bandbreiten-Verbreiterungsfaktor $L = W/R$ für ein Spreiz-Spektrum-Signal viel größer als Eins. Die große, diesen Signalen innewohnende Redundanz wird benötigt, um die großen Störpegel zu beseitigen, die bei der Übertragung von digitalen Informationen über dieselben Funk- und Satellitenkanäle angetroffen werden. Außerdem sind die Signale aufgrund ihrer Pseudozufalls-Struktur dem Zufallsrauschen ähnlich. Aus diesem Grund ist es schwierig, die Signale durch andere als die vorgeschlagenen Empfänger zu demodulieren.

Die Direkte-Folge-Spreiz-Spektrum-Modulation, im englischsprachigen Raum auch Direct-Sequence-Spread-Spektrum-(DS-SS)-Modulation genannt, ist ebenfalls allgemein bekannt. Bei der DS-SS wird der Träger vor der Modulation mit einem Datenstrom zunächst mit einer Pseudoräusch-(PN, pseudo noise)-Wellenform moduliert. Die PN-Wellenform setzt sich aus einer Folge von Bits (Chips genannt) zusammen, die jeweils eine Dauer $T_c < T_b$ aufweisen (wobei T_c die Periode eines Chips und T_b die Periode eines Symbols oder eines Bauds bezeichnet). Gewöhnlich enthält eine Bitperiode bis zu einigen Hundert Chips. Das übertragene Direkte-Folge-Spreiz-Spektrum-Signal $s(t)$ kann durch die Gleichung

$$s(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_b}} d(t) c(t) e^{j(\omega_c t + \phi)}$$

beschrieben werden, wobei

$$d(t) = \sum d_k p_1(t - kT_b)$$

und

$$c(t) = \sum c_k p_2(t - kT_b - lT_c),$$

wobei ω_c die Trägerfrequenz, E_s die Signalenergie und c_k ein L -Chip-langer, spreizender PN-Code mit den Werten ± 1 ist, wobei die Chipzeit $T_c = T_b/L$ Sekunden beträgt. Das ursprüngliche Datenspektrum wird daher in der Frequenz um einen Faktor L verbreitert oder gespreizt, was zu einem Spreiz-Spektrum-Signal, auch Spread-Spektrum-Signal genannt, führt. Der Prozeß, die zu übertragenden Daten mit dem PN-Code zu multiplizieren, wird üblicherweise als Spreizen des Signals bezeichnet. Die Wellenform $p_1(t)$ hat eine rechteckförmige Impulswellenform und die Wellenform $p_2(t)$ hat eine Chip-impulsförmige Wellenform.

Das Signal durchwandert einen schwundbehafteten Mehrwegekanal, der in zahlreichen, öffentlich zugänglichen Aufsätzen beschrieben ist, wie z. B. in dem Aufsatz "Introduction to Spread Spectrum Antimultipath Techniques and Their Applications to Urban Digital Radio" von Turin, 68 Proc. IEEE 328-53 (19-80), der hiermit unter Bezugnahme mit aufgenommen wird. Das komplexe Analogsignal wird vom Spread-Spektrum-Empfänger empfangen und demoduliert, um ein analoges Signal $r(t)$ zu liefern, wie dies nachfolgend beschrieben wird.

3. Aufbau und Funktionsweise des Spread-Spektrum-Empfängers

Der Aufbau und die Funktionsweise des Spread-Spektrum-Empfängers gemäß der Erfindung wird nunmehr detailliert unter Bezugnahme auf den beispielhaften Rake-Empfänger 10 beschrieben, der in Fig. 1 dargestellt ist. Rake-Übertragungssysteme und -Komponenten sind allgemein bekannt und in zahlreichen, öffentlich zugänglichen Aufsätzen, wie z. B. in dem Aufsatz "Introduction to Spread Spectrum Antimultipath Techniques and Their Applications to Urban Digital Radio" von Turin, beschrieben worden, auf den bereits oben Bezug genommen wurde. Zwar ist der erfindungsgemäße Rake-Empfänger 10 ähnlich einem herkömmlichen Rake-Empfänger konfiguriert. Doch unterscheidet sich der erfindungsgemäße Empfänger dadurch, daß die Abtastrate die Chiprate überschreitet, um die Sub-Chip-Auflösung nahe beieinanderliegender Mehrwegekomponenten gemäß einer neuen Technik, die nachfolgend beschrieben wird, zu ermöglichen. Bei einem herkömmlichen Rake-Empfänger mit einer Chiprate von T_c und einer maximalen Verzögerungsausdehnung von T_d sind typischerweise k Abtastwerte in jedem Rahmen untergebracht, wobei $k = T_d/T_c$. Erfindungsgemäß tastet jedoch die Abtasteinrichtung 12 das empfangene Signal $r(t)$ mit einer Rate T_{sc} ab, die wesentlich höher sein kann als die Chiprate, so daß insgesamt k' Abtastwerte vorliegen, wobei k' größer als k ist. Demzufolge werden bei der beispielhaften Ausführungsform nach Fig. 1 die Abtastwerte durch den Satz $r(1)$, $r(2)$, $r(3)$, $r(4)$, $r(5)$, $r(6)$ und $r(k')$ gekennzeichnet. Um für Demodulationszwecke auf alle k' Abtastwerte Zugriff zu haben, werden die Abtastwerte in einem Schieberegister mit $k' - 1$ Elementen $d_1 - d_{k'-1}$ gespeichert, wobei jedes Verzögerungselement eine Verzögerung von T_{sc} Sekunden zwischen seinem Ein- und Ausgang liefert.

Wir betrachten weiterhin Fig. 1. Der Rake-Empfänger 10 gemäß der Erfindung weist ein Kanal-Schätzmodul 14 mit einem Filter 16 auf, das an die übertragene Folge-Wellenform angepaßt ist. Das gefilterte Ausgangssignal

an der Abtasteinrichtung mittels der Chiprate

des signalangepaßten Filters 16 wird an ein POCS-Entfaltungsmodul 18 angelegt, dessen Funktionsweise nachfolgend im einzelnen beschrieben wird. Der Rake-Empfänger 10 enthält ferner ein Rauschschätzmodul 17 zum Schätzen der Rauschvarianz σ^2 des abgetasteten Signals. Für einen nachfolgend noch zu erläuternden Zweck wird die geschätzte Rauschvarianz an das POCS-Entfaltungsmodul 18 angelegt.

Das dem erfindungsgemäßen Rake-Empfänger 10 zugrunde liegende Prinzip besteht darin, die Mehrwegesignal-Komponenten einschließlich der Subchip-Komponenten vor dem Kombinieren zu gewichten, um das Signal-Rausch-Verhältnis der Ausgangsstatistik zu maximieren. Aus diesem Grund führt das Kanal-Schätzmodul 14 einen neuen, auf der POCS basierenden Entfaltungsprozeß durch, um einen Gewichtungskoeffizienten h für jede Komponente zu schätzen. Jeder Abtastwert $r(1)$ bis $r(k')$ wird anfänglich in den Multiplizierern M_1 bis M_k mit dem Ausgangssignal eines PN-Code-Generators 19 multipliziert, der den geeigneten Pseudoräuschcode erzeugt, um so hohe Signalspitzen in der Autokorrelationsfunktion zu erzeugen. Das Produkt jeder Multiplikation wird anschließend in den jeweiligen Integratoren I_1 bis I_k integriert. Diese Vorverarbeitung der Abtastwerte $r(1)$ bis $r(k')$ definiert, wie dies allgemein bekannt ist, einen Korrelationsempfänger für jede Signalkomponente. Im nächsten Schritt werden die Ausgangssignale der Integratoren I_1 bis I_k in den Multiplizierern m_1 bis m_k mit einem entsprechenden Koeffizienten der geschätzten Koeffizienten $h(1)$ bis $h(k')$ multipliziert. Die jeweiligen Ausgangsprodukte werden in einem Kombiniierer 20 aufsummiert. Das Ausgangssignal des Kombiniierers 20 wird in einer Abtasteinrichtung (nicht dargestellt) mit einer Symbolrate $1/T_b$ abgetastet, um das Ausgangssignal y_1 zu bilden. Wenn erforderlich, kann das Ausgangssignal des Kombiniierers 20 vor der Bitdetektion durch menschlichen Eingriff oder mittels eines Soft-Kanaldetektors (nicht dargestellt) verarbeitet werden. Wie in Fig. 1 dargestellt ist, wird y_1 in einem herkömmlichen Schwellenwertdetektor 22 verarbeitet, um eine Bitentscheidung hervorzurufen, die der Schätzung des übertragenen Informationsbits entspricht.

4. Kanalschätzung

Es wird nunmehr die Art und Weise beschrieben, auf die das Kanal-Schätzmodul 14 Koeffizienten ableitet, die beim Auflösen oder Trennen von Subchip-Mehrwege-Komponenten gemäß der Erfindung verwendet werden.

A. Signalangepaßtes Filtern der Kanalschätzeinrichtung (angepaßt an die übertragene Folge-Wellenform)

Das Ausgangssignal $m(t)$ des signalangepaßten Filters kann als Faltung der Autokorrelationsfunktion $a(t)$ des DS-CDMA-Testsignals mit der Kanalantwort ausgedrückt werden, d. h.

$$m(t) = s(-t) \otimes s(t) \otimes h(-t) \otimes n(t) = a(t) \otimes h(t) + v(t)$$

wobei $v(t) \approx s(-t) \otimes n(t)$ das Rauschen am Ausgang des signalangepaßten Filters bezeichnet. Als Testsignale werden in DS-CDMA-Systemen m Folgen benutzt, mit denen ein Träger BPSK-moduliert wird. Ein analytischer Ausdruck für das Direkte-Folge-CDMA-Signal ist gegeben durch

$$s(t) = s(a_1, t) = \sqrt{2P} \cos(\omega_c t + \Phi) \sum_{i=0}^{L-1} a_{1,i} p_{T_c}(t - iT_b - iT_c),$$

wobei T_c die Chipdauer, $T_b = LT_c$ das Signalintervall, Φ die Zufallsphase, ω_c die Trägerfrequenz, P die Signalleistung, L die Folgenlänge, p_{T_c} der Rechteckimpuls mit der Dauer T_c ist; $a_{1,i}$ entspricht einer bestimmten DS-CDMA-Folge.

Autokorrelationsfolgen derartiger Signale haben eine schmale Hauptkeule und niedrige Seitenkeulen. Wie nachfolgend offensichtlich wird, sind diese Eigenschaften vorteilhaft für die nachfolgende Entfaltung, die von der POCS durchgeführt wird. Da die Autokorrelationsfunktion des Testsignals a priori bekannt ist, ist es insbesondere nunmehr möglich, das Ausgangssignal des signalangepaßten Filters zu entfalten, um die Kanalantwort mit hoher Auflösung (unter Anwendung der erfinderischen Technik) zu schätzen und somit die Mehrwege-Bedingungen mit einer Subchip-Auflösung zu erhalten.

B. Mengentheoretische Entfaltung

Die Aufgabe der Entfaltungsstufe besteht darin, $m(t)$ zu entfalten und eine gute Schätzung $h(t)$ (d. h. eine Schätzung mit einer hohen Auflösung) der Kanal-Impulsantwort zu erhalten. Die Entfaltung wird unter Anwendung eines mengentheoretischen Verfahrens — z. B. des Verfahrens der Projektion auf konvexe Mengen (POCS) — durchgeführt. Die POCS-Entfaltung wird regularisiert. Ihre Rauschempfindlichkeit ist beträchtlich geringer als die anderer Techniken. Bei der POCS-Entfaltung werden Bedingungen auf der Grundlage einer a priori-Information über die Rauschstatistik und das aktuelle Signal definiert. Für jede Bedingung wird eine geschlossene konvexe Bedingungs-Menge derart definiert, daß die Elemente der Menge die gegebene Bedingung erfüllen, und daß das aktuelle Signal (ideale Lösung) ein Element der Menge ist. Eine Lösung des Problems ist derart definiert, daß ein beliebiges Element der Schnittmenge, d. h. eine mögliche Lösung, alle Bedingungen erfüllt. Man findet eine mögliche Lösung dadurch, daß eine anfängliche Schätzung nacheinander auf die Bedingungs-Mengen abgebildet wird. Für eine ausführliche Diskussion der POCS-Technik und einiger ihrer Anwendungen kann auf den Aufsatz "Image Recovery" von H. Stark, Academic Press (1986) Bezug genommen werden, der hiermit unter Bezugnahme mit aufgenommen wird.

Das Entfaltungsproblem wird im diskreten Zeitbereich formuliert, in dem das Ausgangssignal $m(t)$ des signal-

angepaßten Filters durch eine zyklische Vektormatrixgleichung im \mathbb{R}^K (K -dimensionaler Euklidischer Raum) ausgedrückt wird, d. h.

$$m = Ah + v.$$

Die Vektoren m , h und v werden durch lexikographisches Sortieren der Abtastwerte von $m(t)$, $h(t)$ bzw. $v(t)$ gebildet. Die Matrix A wird durch die Abtastwerte der Autokorrelationsfolge $a(t)$ gebildet.

Die Signal-Bedingungen, die bei dem erfindungsgemäßen POCS-Entfaltungsverfahren benutzt werden, enthalten eine Amplitudenbedingung, eine Stützbedingung und eine reelle Wertebedingung, wobei jede Bedingung für die Verwendung mit DS-CDMA-Signalen geändert wird. Für eine ausführliche Diskussion dieser Bedingungen kann auf den Aufsatz von Z. Kostic, I. Sezan und E. Tittlebaum "Estimation of the Parameters of a Multipath Channel Using Set-Theoretic Deconvolution", 40 IEEE Trans. Communications, 1006—112, Juni 1992, Bezug genommen werden, der ausdrücklich unter Bezugnahme hierin mit aufgenommen wird. Eine weitere kritische Bedingung für eine erfolgreiche Entfaltung gemäß der Erfindung basiert auf der Varianz des Restsignals oder Signal-Residuums und betrifft die Rauschkovarianz. Die modifizierte Rauschkovarianz-Bedingung wird unten ausführlich beschrieben.

Sind die Bedingungen und ihre jeweiligen Projektionsoperatoren gegeben, wird die auf dem POCS-Algorithmus basierende Schätzung des Kanals \hat{h} ausgedrückt durch

$$\hat{h}_{j+1} = P_v P_s P_{re} P_b \hat{h}_j; j = 0, 1, \dots$$

wobei \hat{h}_0 eine willkürliche Initialisierung (beispielsweise ist $\hat{h}_0 = m(t)$) ist und \hat{h}_j die Kanalschätzung für die Komponenten h_1 bis h_K , die in jeder j -ten Iteration des Algorithmus erhalten wird, bezeichnet. P_v bezeichnet die Projektion oder Abbildung auf den residualen Kovarianz-Bedingungssatz, P_s die Projektion auf die Signal-Stützbedingung, P_{re} die Signal-"Echtheit"-Bedingung und P_b die Amplituden-Grenzbedingung. Die Ableitung der letzten drei Bedingungen ist ausführlich in dem Aufsatz "Estimation of the Parameters of a Multipath Channel Using Set-Theoretic Deconvolution" beschrieben, auf den bereits oben Bezug genommen worden ist und der unter Bezugnahme hierin mit aufgenommen wird. Es ist überflüssig zu erwähnen, daß, vorausgesetzt die Bedingungs-Mengen haben eine nicht leere Schnittmenge, der Algorithmus zu einem Element der Schnittmenge $C_0 = C_v \cap C_s \cap C_{re} \cap C_b$ konvergiert. In der Praxis werden die Iterationen so lange durchgeführt, bis keine merkliche Verbesserung von Iteration zu Iteration erreicht wird. Wenn ein solcher Zustand erzielt ist, ist die Schätzung des Kanals durch die letzte Kanalschätzung \hat{h}_j gegeben. Vernünftige Ergebnisse wurden experimentell vor der fünften Iteration erreicht.

5. Beispiel zur Ableitung der Projektion auf einen Bedingungssatz

Eine modifizierte, residuale Kovarianzbedingung, die auf der Rauschstatistik eines signalangepaßten Filters basiert und gemäß der Erfindung für die auf dem POCS-Verfahren beruhende Kanalschätzung benutzt wird, wird nunmehr ausführlich beschrieben. Zunächst sei angemerkt, daß das Residuum, welches einem Schätzwert \hat{h} zugeordnet ist, definiert wird als $g(\hat{h}) = m - A\hat{h}$. Es ist wünschenswert, daß $\|g(\hat{h})\| \|g(h)\|$ — das ist der genormte Wert des Residuums, der der aktuellen Lösung zugeordnet ist — nicht überschreitet. Man beachte, daß $\|g(h)\|$ in einem engen Verhältnis zur Rauschvarianz σ_v^2 steht.

A. Bedingungssatz (Constraint Set)

Es sei angenommen, daß das Rauschen am Eingang des signalangepaßten Filters weißes Rauschen (WGN für White Gaussian Noise) sei. Am Ausgang des signalangepaßten Filters handelt es sich nicht mehr um weißes Rauschen. Das Aufstellen eines Bedingungssatzes auf der Grundlage der Rauschkovarianz gemäß der erfinderischen Technik beruht auf einem Vertrauensintervall, das über die χ^2 -Statistik berechnet wird, wobei die Statistik auf die Summe der unabhängigen Gauß'schen Zufallsvariablen angewendet wird. Die Komponenten des Residuums $m - A\hat{h}$, die zu der χ^2 -Statistik führen, sind gegeben durch

$$\|g(f)\|_{R_v}^2 = (m - Af)^T R_v^{-1} (m - Af) \quad .$$

Hierin bedeutet R_v die Kovarianzmatrix der Rausch-Abtastwerte, wobei R_v ausgedrückt wird durch $R_v = \sigma_v^2 s \cdot s^T$. Die Definition der konvexen Residuum-Menge ist gegeben durch

$$C_v = \{ f : \|g(f)\|_{R_v}^2 = (m - Af)^T R_v^{-1} (m - Af) \leq B_v \}.$$

Die Menge kann auch geschrieben werden als

$$C_v = \{ f : \|g(f)\|^2 = \sum_{l=1}^K |m(l) - [Af](l)|^2 \leq B_v \}$$

wobei $m(i)$ und $[A] (i)$ die i -te Komponente der Vektoren m und A bezeichnen. Die Grenze B_v wird aus der Rauschvarianz ermittelt und ist gegeben durch

$$B_v = (\gamma \sqrt{2K \cdot K}) \sigma_v^2$$

5

wobei die Konstante γ das Vertrauen widerspiegelt, mit dem die ideale Lösung ein Element dieser Menge ist. Die Varianz des Kanalrauschens σ_v^2 kann mittels a priori-Messungen geschätzt werden. Bei dem beispielhaften Rake-Empfänger 10, der in Fig. 1 dargestellt ist, werden diese Messungen beispielsweise durch das Kanalschätz- 10

modul 17 durchgeführt. Die Projektion P_y eines beliebigen y auf y_p , das auf der Grenze der Menge C_v liegt, kann dadurch gefunden werden, daß man s^T s unter der Bedingung $(m - Ay_p)^T R_v^{-1} (m - Ay_p) = B_v$ minimiert, wobei $s = y_p - y$. Die Lagrange-Gleichung kann geschrieben werden als

15

$$\frac{\partial}{\partial s} \{ s^T s - \lambda \{ (m - A(y - s))^T R_v^{-1} (m - A(y - s)) - B_v \} \} = 0.$$

20

Die Ableitung ist gleich

$$2s - \lambda \{ -A^T R_v^{-1} m - (m^T R_v^{-1} A)^T \cdot ((Ay)^T R_v^{-1} A)^T \cdot A^T R_v^{-1} Ay + 2A^T R_v^{-1} As \} = 0.$$

25

Da man zeigen kann, daß

$$(I + \lambda A^T R_v^{-1} A) s = \lambda (A^T R_v^{-1} m - A^T R_v^{-1} Ay)$$

30

ist der Ausdruck für die Projektion

$$y_p = y - s = y + \left(\frac{1}{\lambda} I - A^T R_v^{-1} A \right)^{-1} A^T R_v^{-1} (m - Ay).$$

35

Die Bedingungsgleichung $(m - Ay_p)^T R_v^{-1} (m - Ay_p) = B_v$, in der y_p durch den vorherigen Ausdruck ersetzt wird, bestimmt den Wert des Lagrange-Multiplikators. Es kann auch gezeigt werden, daß

40

$$\begin{aligned} (m - Ay)^T & \left\{ R_v^{-1} - 2R_v^{-1} A \left(\frac{1}{\lambda} I - A^T R_v^{-1} A \right)^{-1} A^T R_v^{-1} \right. \\ & \left. - R_v^{-1} A \left(\frac{1}{\lambda} I - A^T R_v^{-1} A \right)^{-2} A^T R_v^{-1} A A^T R_v^{-1} \right\} (m - Ay) = B_v. \end{aligned}$$

45

Die zugrundeliegenden Matrizen sind hermetisch. Für eine effektive Berechnung können sie durch zirkuläre Matrizen angenähert werden. Dadurch ist es möglich, alle Matrizen durch die diskrete Fourier-Transformation 50 zu diagonalisieren. Demzufolge können die skalaren Gleichungen im Frequenzbereich ausgedrückt werden, d. h.

$$\begin{aligned} (m - Ay_p)^T R_v^{-1} (m - Ay) & \\ = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |g_o(k)|^2 & \left[R_v^{-1}(k) - \frac{2R_v^{-2}(k) |A(k)|^2}{R_v^{-1}(k) |A(k)|^2 - 1/\lambda} \cdot \frac{R_v^{-3}(k) |A(k)|^4}{[R_v^{-1}(k) |A(k)|^2 - 1/\lambda]^2} \right] \\ & \\ = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |g_o(k)|^2 & \frac{R_v^{-1}(k)}{(\lambda R_v^{-1}(k) |A(k)|^2 - 1)^2} \end{aligned}$$

55

60

Ein optimaler Wert kann anschließend für λ berechnet werden, um nachfolgend die Projektion auf die Menge 65 zu berechnen.

6. Simulationsergebnisse

Die Anwendung der POCS-Entfaltungstechnik, die von der Kanal-Schätzeinrichtung erfindungsgemäß benutzt wird, wurde experimentell unter Verwendung von Testsignalen berechnet, und zwar mit diskreten Zeit-Radiant-Bandbreitenprodukten (im englischsprachigen Raum auch discrete time-radian bandwidth products) im Bereich von 200 bis 500 und mit einer Bandbreite von 1, um gerichtete Mehrwegekanäle und DS-CDMA-Signale zu simulieren. Die Berechnung wurde für SNR-Pegel im Bereich von 5 dB bis 40 dB durchgeführt. Das Testsignal, mit dem ein Träger BPSK-moduliert wurde und das auf einer m-Folge der Länge 15 (mit einer Chiplänge von 25 Abtastwerten) basierte, ist in Fig. 2 dargestellt. Der in Fig. 3 dargestellte, simulierte Kanal ist ein Drei-Komponenten-Mehrwegekanal, der durch $I = \{(10,1.0)(12,0.9)(50,0.5)\}$ dargestellt ist, wobei jedes geordnete Paar eine entsprechende Wegkomponente der nahe beieinanderliegenden Wegkomponenten darstellt. Die erste Zahl jedes geordneten Paares stellt die Zeitverzögerung und die zweite Zahl den Dämpfungsfaktor dar. Es ist für einen Durchschnittsfachmann offensichtlich, daß zwei nahe beieinanderliegende Wegkomponenten ähnliche Dämpfungsfaktoren aufweisen.

Fig. 4 zeigt das Ausgangssignal des signalangepaßten Filters für einen Kanal I mit einer Länge von m Folgen für einen Störabstand von 5 dB. Das Ergebnis der vorgeschlagenen, auf der POCS-Technik basierenden Entfaltung nach einer signalangepaßten Filterung ist in Fig. 5 gezeigt. Wie in Fig. 5 dargestellt, können sogar Mehrwege-Komponenten, die um ein einziges Abtastintervall (1/25 der Dauer eines Chips einer Folge) auseinanderliegen, gut aufgelöst bzw. getrennt werden.

Wie ein Durchschnittsfachmann ohne weiteres erkennen kann, besitzt ein Rake-Empfänger, der eine Kanalschätztechnik auf der Grundlage einer POCS-Methode gemäß der Erfindung durchführt, mehrere Vorteile gegenüber herkömmlichen Empfängerstrukturen. Beispielsweise wird die Testsignalstruktur ausgenutzt, wodurch die Verwendung von Testsignalen kleinerer Bandbreite ermöglicht wird, um eine hohe Auflösung beim Trennen nahe beieinander liegender Mehrwege-Komponenten zu erreichen; beim Fehlen des erfindungsgemäßen Verfahrens wären Testsignale mit einer viel größeren Bandbreite erforderlich. Außerdem verarbeitet die Rake-Empfängerstruktur sogar mit niedriger Leistung übertragene DS-CDMA-Signale zuverlässig.

Zwar wurden fundamental neue Merkmale der Erfindung in Verbindung mit bevorzugten Ausführungsformen beschrieben und dargestellt. Doch versteht sich, daß zahlreiche Weglassungen und Ergänzungen sowie Änderungen bezüglich der Form und von Einzelheiten der dargestellten Einrichtungen und ihrer Funktionsweise von einem Durchschnittsfachmann vorgenommen werden können, ohne den Schutzbereich der Erfindung zu verlassen. Beispielsweise ist es ausdrücklich beabsichtigt, daß alle Kombinationen dieser Elemente und/oder Verfahrensschritte, die im wesentlichen die gleiche Funktion auf eine im wesentlichen gleiche Art und Weise durchführen, um die gleichen Ergebnisse zu erreichen, im Schutzbereich der Erfindung liegen. Der Schutzbereich der Erfindung ergibt sich aus den beiliegenden Ansprüchen.

Patentansprüche

1. Spreiz-Spektrum-Empfänger für den Einsatz in einem Direkte-Folge-Codemultiplex-Mehrfachzugriffs-(DS-CDMA; englische Abkürzung für Direct Sequence, Code Division Multiple Access) Übertragungssystem, bei dem eine vorbestimmte CDMA-Signaturfolge dem Empfänger und einer mit dem Empfänger synchronisierten Quelle zugeordnet ist, wobei das System eine vorbestimmte Symbolübertragungsrate T_b , einen Verarbeitungsgewinn und eine entsprechende Chiprate T_c aufweist, die durch den Verarbeitungsgewinn und die Symbolübertragungsrate bestimmt ist, mit folgenden Merkmalen:
 - eine Einrichtung (12) zum Abtasten eines ankommenden analogen Signals, das ein gesendetes Symbol enthält und sich in dem DS-CDMA-System ausbreitet, um so ein abgetastetes Empfangssignal zu erzeugen, wobei das ankommende analoge Signal mehrere Haupt- und Mehrwege-Rückkehrsignale schwankender Signalstärke enthält,
 - eine angezapfte Verzögerungsleitung zur Aufnahme des abgetasteten Empfangssignals, die mehrere Anzapfstellen ($d_1 \dots d_{k-1}$) zum Erzeugen eines Satzes abgetasteter Ausgangssignale, die von der Abtasteinrichtung (12) erzeugt werden, und eine Anzahl von Anzapfstellen aufweist, die T_b/T_c überschreitet, und
 - einen Demodulator (14) zum Demodulieren des abgetasteten Empfangssignals, um ein detektiertes Symbol zu erzeugen, das einen Schätzwert für das gesendete Symbol darstellt.
2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtasteinrichtung (12) mehr als einen Abtastwert pro Chip liefert.
3. Direkte-Folge-Codemultiplex-Mehrfachzugriffs-(DS-CDMA; englische Abkürzung für Direct Sequence, Code Division Multiple Access)-Übertragungssystem mit einem Empfänger (10) zum Empfangen eines Signals mit einer gegebenen CDMA-Signaturfolge, die einer entsprechenden mit dem Empfänger synchronisierten Quelle zugeordnet ist, wobei das System einen vorbestimmten Verarbeitungsgewinn und eine entsprechende Chiprate T_c aufweist, die durch den Verarbeitungsgewinn und eine Symbolübertragungsrate festgelegt ist, mit folgenden Merkmalen:
 - eine Einrichtung (14), die das empfangene Signal zur Schätzung mehrerer Koeffizienten benutzt, die eine Schätzung eines Mehrwege-Übertragungskanals darstellen, und
 - ein signalangepaßtes Filter (16), das an die Eigenschaften des Mehrwege-Übertragungskanals gemäß den von der Schätzeinrichtung (14) geschätzten Koeffizienten angepaßt ist und mehrere Verzögerungselemente zum Empfangen des Empfangssignals enthält, wobei jedes Verzögerungselement eine Verzögerung von T_{sc} liefert, wobei T_{sc} kleiner als T_c ist.
4. DS-CDMA-Übertragungssystem nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Schätzeinrichtung (14) des Empfängers (10) ein Rauschvarianz-Schätzfilter (17), das an eine gesendete Folgenwellenform

angepaßt ist, sowie eine Entfaltungseinrichtung (18) aufweist, die auf das Ausgangssignal des Rauschvarianz-Schätzfilters (17) anspricht, wobei die Schätzeinrichtung (14) eine Projektion auf konvexe Gruppen durchführt, um Schätzwerte für die Koeffizienten zu liefern.

5 5. DS-CDMA-Übertragungssystem nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger (10) eine Einrichtung zum Multiplizieren der geschätzten Koeffizienten mit den Ausgangssignalen der Verzögerungselemente aufweist, um dadurch die Mehrwege-Komponenten des empfangenen Signals derart aufzulösen, daß sogar Mehrwege-Komponenten, die einen Abstand von weniger als einem Chip aufweisen, getrennt werden.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

FIG. 1

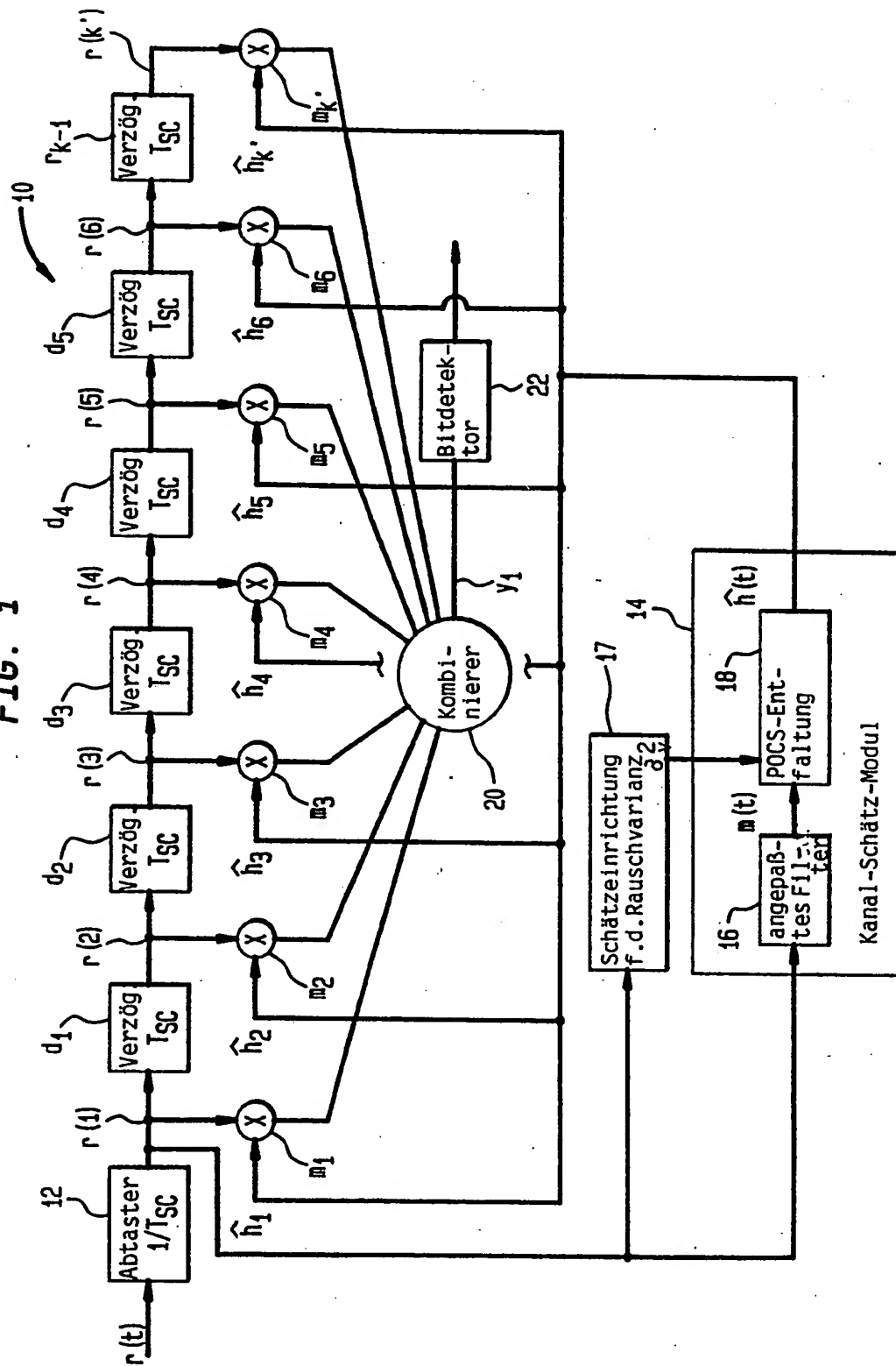


FIG. 2

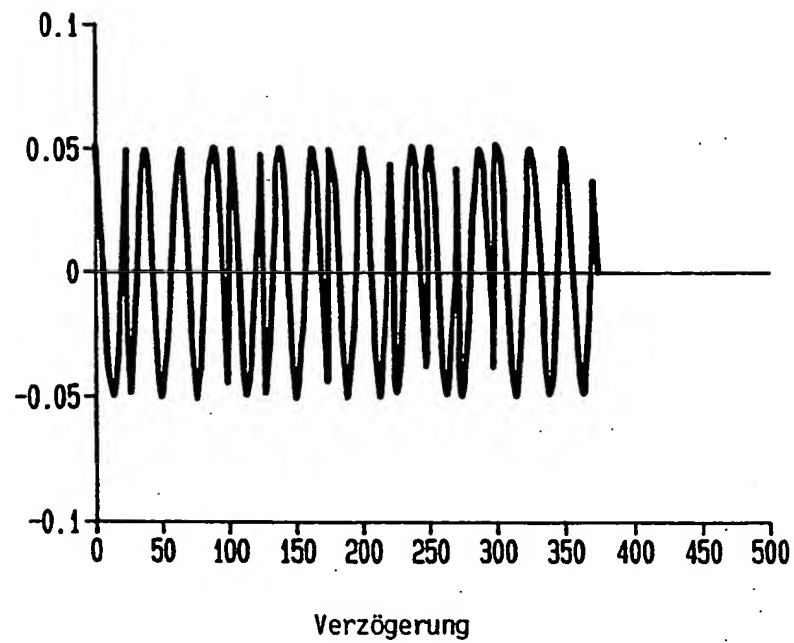


FIG. 3

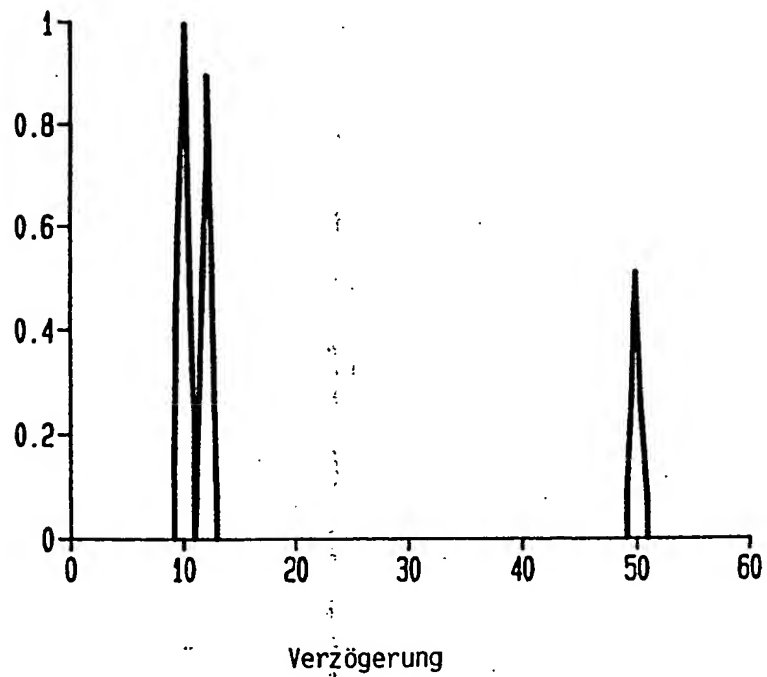


FIG. 4

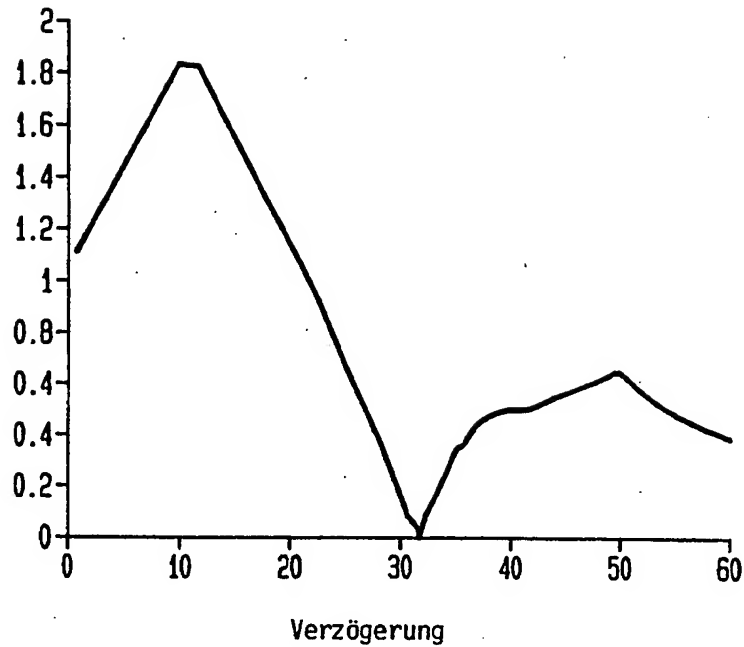
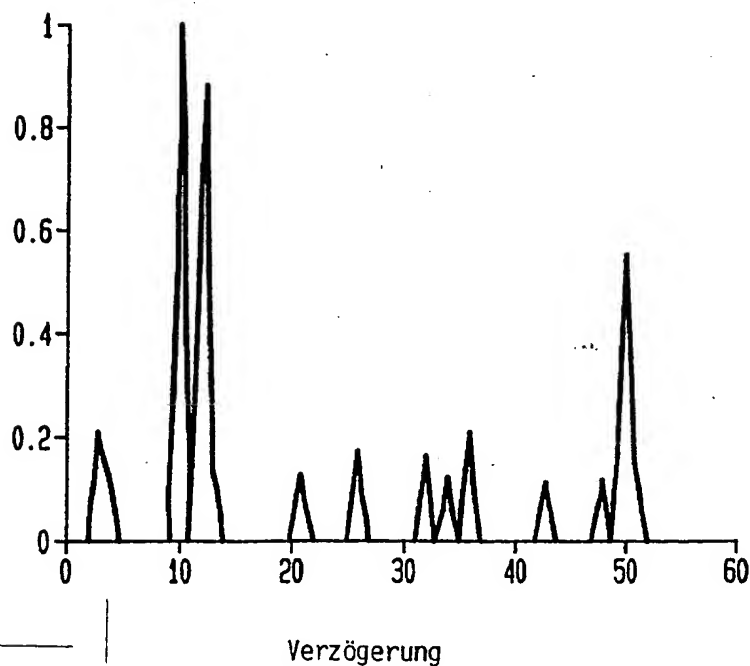


FIG. 5



Docket # L&L-I0206

Applic. # 10/047,001

Applicant: Doetsch et al.

Lerner and Greenberg, P.A.

Post Office Box 2480

Hollywood, FL 33022-2480

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101

602 044/545